

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

第2503913号

(45) 発行日 平成 8 年 (1996) 6 月 5 日

(24) 登録日 平成 8 年 (1996) 4 月 2 日

| (51) Int. Cl. ⁸ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
|----------------------------|------|----------|--------------|--------|
| H 0 3 F 3/45 | | | H 0 3 F 3/45 | Z |
| | | 8839-5 J | 1/30 | A |
| H 0 3 G 3/10 | | | H 0 3 G 3/10 | B |

請求項の数 3 (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平 5-239708

(22) 出願日 平成 5 年 (1993) 9 月 27 日

(65) 公開番号 特開平 7-94972

(43) 公開日 平成 7 年 (1995) 4 月 7 日

(73) 特許権者 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目 7 番 1 号

(72) 発明者 西島 一則

東京都港区芝五丁目 7 番 1 号日本電気株

式会社内

(74) 代理人 弁理士 稲垣 清

審査官 伊東 和重

(56) 参考文献 特開 昭 61-208305 (J P, A)

特開 平 4-223609 (J P, A)

(54) 【発明の名称】 差動増幅器

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第一の差動信号が入力され、エミッタが第一の抵抗を介して相互に接続される第一及び第二のトランジスタと、前記各エミッタに夫々接続され第一の所定電流を夫々規定する第一及び第二の定電流源とを有する第一の差動増幅部と、

前記第一の差動増幅部の出力電流に対応する第二の差動信号を伝達する電流比伝達部と、

前記第二の差動信号が入力され、エミッタが共通に接続される第三及び第四のトランジスタと、前記共通に接続されたエミッタに接続され第二の所定電流を規定する第三の定電流源とを有する第二の差動増幅部とを備えた差動増幅器において、

前記第一の所定電流が絶対温度に比例する電流であり、前記第二の所定電流がバンドギャップ電圧を定抵抗で除

2

した、絶対温度に依存しない一定電流であることを特徴とする差動増幅器。

【請求項 2】 前記第一の所定電流が、

第一のカレントミラー回路と、

ベースが共通に接続されると共にエミッタ面積が所定の比率で形成され、前記第一のカレントミラー回路により相互に等しい電流がコレクタ電流として規定され、エミッタが第二の抵抗を介して相互に接続される第五及び第六のトランジスタと、

10 前記第五及び第六のトランジスタの双方のエミッタ電流が通過する第三の抵抗と、

ベースが前記第五及び第六のトランジスタのベースと共通に接続され、エミッタが前記第三の抵抗に対し所定の比率の抵抗値を有する第四の抵抗に接続される第七のトランジスタとにより供給されることを特徴とする請求項

1に記載の差動増幅器。

【請求項3】 前記第六のトランジスタのコレクタに接続されるベースと、前記第五及び第六のトランジスタのベースに接続されたエミッタとを有し、前記第五及び第六のトランジスタのベースを前記バンドギャップ電圧に維持する第八のトランジスタを更に備えることを特徴とする請求項2に記載の差動増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、差動増幅器に関し、特に利得が絶対温度に反比例する差動増幅器に関する。

【0002】

【従来の技術】差動増幅器は、多くの半導体装置において様々な回路に多用されている。特に、差動増幅器の入力に対して絶対温度に正比例する信号、例えば対数増幅器の出力信号が差動入力として印加される場合には、この差動入力の温度変化を打消すために、当該差動増幅器が絶対温度に反比例する利得を有することが便宜である。

$$\begin{aligned} G1 &= (R_1 + R_2) / 2R_0 \\ &= \{R_0(1 + \alpha t) + R_0(1 - \alpha t)\} / 2R_0(1 + \alpha t) \\ &= 1 / (1 + \alpha t) \end{aligned} \quad \dots (4)$$

となる。絶対温度T(K)を、 $T = t + 273$ として、これを式(4)に代入すると、

$$\begin{aligned} G1 &= 1 / \{1 + \alpha(T - 273)\} \\ &= 1 / (1 - \alpha \cdot 273 + \alpha T) \end{aligned} \quad \dots (4)'$$

を得る。上式(4)'に示されるように、利得G1は、絶対温度Tにはほぼ反比例する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記型式の従来の差動増幅器では、利得G1が絶対温度に反比例する条件として、温度勾配が正・負に異なる特性を有する抵抗 R_1 及び R_2 と R_0 とにおいて、温度係数の絶対値及び0℃での各抵抗値が相互に等しいことが必要である。例えば、これら抵抗をディスクリット部品として構成するときには、抵抗器一般における製品バラツキを考えた場合、各抵抗の温度係数及び0℃の抵抗値が夫々ばらつく可能性がある。従って、このような場合には、一般に、利得G1が絶対温度に反比例するように外部から調整を行なう必要がある。

【0005】他方、上記従来の差動増幅器をICで製作する場合には、正の温度係数を持つ抵抗 R_1 、 R_2 には例えば拡散抵抗を採用し、且つ負の温度係数を持つ抵抗 R_0 には例えば多結晶シリコン抵抗を採用する構成が考えられる。しかし、この場合には、これら抵抗はその種類に従い温度係数及び0℃での抵抗値が大きくばらつき、外部からの調整によって前記温度特性を実現することは殆ど不可能である。

【0006】また、上式(4)'からも理解できるように、上記従来の差動増幅器においては、利得G1が正確には絶対温度に反比例しないという問題もある。

＊る。このため、かかる利得を有する差動増幅器が要望されている。

【0003】図3は、上記型式の従来の差動増幅器を示す。同図の差動増幅器は、トランジスタ Q_1 、 Q_2 と、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_0 と、所定電流 I_0 を与える定電流源29とから構成される。抵抗 R_1 、 R_2 は正の温度係数を持ち、他方、抵抗 R_0 は負の温度係数を持ち、且つ、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_0 の各抵抗値は温度0℃において等しいように形成される。抵抗 R_1 、 R_2 、 R_0 の各温度係数の絶対値は全て等しく形成しており、これを α とすると、各抵抗の温度t℃での抵抗値は、

$$R_1 = R_0(1 + \alpha t) \quad \dots (1)$$

$$R_2 = R_0(1 - \alpha t) \quad \dots (2)$$

$$R_0 = R_0(1 + \alpha t) \quad \dots (3)$$

となる。ここで、抵抗 R_0 はトランジスタ Q_1 、 Q_2 のエミッタ抵抗に比して充分に大きいので、上記差動増幅器の利得G1は、

【0007】図4は、特開昭64-61107号公報に記載された、改良された上記型式の差動増幅器を示す回路図である。同図において、差動増幅器は、前段差動増幅部8と、後段差動増幅部11と、電流比伝達部15とから構成される。前段差動増幅部8は、エミッタが抵抗 R_1 を介して接続されたトランジスタ Q_1 、 Q_2 と、第一の所定電流を与える定電流源9a、9bとから成る。後段差動増幅部11は、ECL回路を構成するトランジスタ Q_3 、 Q_4 と、第二の所定電流を与える定電流源12と、抵抗 R_2 とから構成される。また、電流比伝達部15は、ベースが所定電位に維持されて負荷を構成するトランジスタ Q_5 及び Q_6 から構成される。

【0008】上記差動増幅器では、前段増幅部8における電流比 I_1/I_0 を、 $I_1/I_0 = g$ とすると、入力信号 V_{in} は、

$$V_{in} = R_1 \times (g - 1) / (g + 1)$$

で表わされ、他方出力信号 V_{out} は、

$$V_{out} = I_2 \times R_2 \times (g - 1) / (g + 1)$$

と表わされるので、利得Gは、

$$G = V_{out} / V_{in} = I_2 \times R_2 / (I_1 \times R_1)$$

となる。

【0009】図5は、上記改良された差動増幅器における所定電流 I_1 及び I_2 を供給する定電流源の構成を示す。トランジスタ Q_7 とトランジスタ Q_8 とは、カレントミラー回路を構成しており、双方に定電流 I_1 が流れ、それらのエミッタ面積比は図示の如くn:1である。従って V_T をトランジスタのサーマル電圧、 I_s をトランジスタ Q_7 の順方向飽和電流とすると、次式

$$V_T \times \ln(I_1 / I_s) = V_T \times \ln(I_1 / n I_s)$$

が成立し、これから、

$$I_1 = (V_T \times \ln \times n) / R_1$$

が得られる。 V_T は、 $V_T = kT/q$ と表わされ絶対温度 T に比例するので、電流 I_1 は絶対温度に比例する。

【0010】一方、電流 I_2 は、上記温度勾配を有する電流 I_1 と、この温度勾配と絶対値が等しい負の温度勾配を有する電流 I_3 との和として得られる。電流 I_3 は、トランジスタQ18のエミッターベース電圧 V_{BEQ18} （以下、各トランジスタについて同様の表記法で記す）から、

$$I_3 = V_{BEQ18} / R_4$$

として得られ、 I_2 はこれから、

$$I_2 = (V_T \times \ln n) / R_1 + V_{BEQ18} / R_4$$

と得られる。 V_{BEQ18} は、負の温度勾配を有し、その係数である抵抗値を適当に選定することにより、 I_2 の温度依存性をゼロにする。

【0011】このように、電流 I_1 は絶対温度に正比例する値を有し、電流 I_2 は絶対温度に依存しない値を有することから、この差動増幅器では、前記利得 $G = R_2 \times I_2 / (R_1 \times I_1)$ が絶対温度に反比例することとなる。

【0012】ところで、上記改良された差動増幅器では、温度に依存しない電流 I_1 は、正の温度係数を有する第1項と、負の温度係数を有する第2項の和として得られる。この第2項の負の温度係数は、トランジスタQ18のベース・エミッタ電圧 V_{BEQ18} そのものの温度係数に依存している。しかし、一般にトランジスタのベース・エミッタ電圧 V_{BE} は、各トランジスタの種類毎に異なることが知られている。従って、電流 I_2 には安定な温度係数が得られず、利得 G がIC毎にばらつくこととなり、絶対温度に正確に反比例する安定な利得を持つ差動増幅器が得られ難いという欠点がある。

【0013】本発明は、上記型式の従来の差動増幅器の*

$$R_{E1} / R_{E2} = - (dV_{BEQ18} / dT) / \{ 2 \times (k/q) \times \ln n \}$$

が得られる。即ち、上式を満足するように抵抗 R_{E1} 及び R_{E2} を選択することで、バンドギャップ電圧 V_{BE} の温度係数を完全にゼロとすることが出来る。なお、上式で dV_{BEQ18} / dT はトランジスタQ18のベース・エミッタ電圧の温度係数で、通常は負の係数である（一般的には $-1 \sim -3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 程度）。従って、 R_{E1} 及び R_{E2} の値は一義的に定められる。

【0016】

【作用】本発明の差動増幅器では、第一の所定電流は温度に比例し、また、第二の所定電流は、バンドギャップ電圧を定抵抗で除した、温度に依存しない一定電流である構成により、第二の所定電流と第一の所定電流の比に比例した利得として得られる差動増幅器の利得 G が、絶対温度に反比例し且つ各トランジスタ毎にバラツキを有することがないので、所望の特性の利得 G を持つ差動増幅器を製作することが容易になる。

* 欠点に鑑み、各IC毎に利得の値がばらつく程度が小さく、且つ絶対温度にほぼ正確に反比例する温度特性を有する利得を持つ差動増幅器を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決する手段】前記目的を達成するため、本発明の差動増幅器は、第一の差動信号が入力され、エミッタが第一の抵抗を介して相互に接続される第一及び第二のトランジスタと、前記各エミッタに夫々接続され第一の所定電流を夫々規定する第一及び第二の定電流源とを有する第一の差動増幅部と、前記第一の差動増幅部の出力電流に対応する第二の差動信号を伝達する電流比伝達部と、前記第二の差動信号が入力され、エミッタが共通に接続される第三及び第四のトランジスタと、前記共通に接続されたエミッタに接続され第二の所定電流を規定する第三の定電流源とを有する第二の差動増幅部とを備えた差動増幅器において、前記第一の所定電流が絶対温度に比例する電流であり、前記第二の所定電流がバンドギャップ電圧を定抵抗で除した、絶対温度に依存しない一定電流であることを特徴とする。

【0015】バンドギャップ電圧は、例えば図2の回路で得られる。図2において、バンドギャップ電圧 V_{BE} は、

$$V_{BE} = V_{BEQ17} + 2 I_1 \times R_{E1}$$

と表わされる。ここで I_1 は、トランジスタQ17及びQ18のエミッタ面積比の関係並びにトランジスタQ15及びQ16がカレントミラー回路を構成することから、

$$I_1 = V_T \times \ln n / R_{E1}$$

であるので、

$$V_{BE} = V_{BEQ17} + 2 \times (kT/q) \times \ln n \times R_{E1} / R_{E2}$$

となる。 V_{BE} の温度係数を完全にゼロにするために、 $dV_{BE} / dT = 0$ となる R_{E1} と R_{E2} の関係を求めると、

$$R_{E1} / R_{E2} = - (dV_{BEQ17} / dT) / \{ 2 \times (k/q) \times \ln n \}$$

【0017】

【実施例】図面を参照して本発明を更に説明する。図1は、本発明の一実施例の差動増幅器の構成を示す回路図である。この差動増幅器は、第一の差動増幅部を成す前段差動増幅部1及び第二の差動増幅部を成す後段差動増幅部2から構成され、電流比伝達回路は前段差動増幅部1に含まれる。前段増幅部1は、エミッタが抵抗 R_{E1} を介して相互に結合される第一及び第二のトランジスタQ11、Q12から成る第一差動対と、電流比伝達回路として構成されるダイオード D_1 、 D_2 と、第一の所定電流 I_1 を与える第一及び第二の定電流源26、27とから構成される。

【0018】後段増幅部2は、ダイオード D_3 及び D_4 の順方向電圧降下として得られる第二の差動信号が入力される、第三及び第四のトランジスタQ13、及びQ14から成る第二差動対と、これらトランジスタQ13、Q14のエミ

ッタに接続されて、第二差動対に第二の定電流 I_2 を与える第三の定電流源28とから構成される。

【0019】第一の差動信号を成す入力信号 V_{in} は、第一及び第二のトランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} の双方のベース間に与えられ、前段増幅部1において増幅された後に、トランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のコレクタから出力される。トランジスタ Q_1 及び Q_2 の出力は、ダイオード D_1 及び D_2 における順方向電圧降下として得られ、後段増幅部2を構成する第三及び第四のトランジスタ Q_{13} 、 Q_{14} のベース間に差動入力として与えられる。このようにして、入力

$$V_1 \times \ln(I_3/I_{s1}) - V_1 \times \ln(I_4/I_{s2}) \\ = V_1 \times \ln(I_6/I_{s4}) - V_1 \times \ln(I_5/I_{s3}) \quad \dots (6)$$

が得られる。但し、 I_{s1} 及び I_{s2} は夫々、ダイオード D_1 及び D_2 の順方向飽和電流、 I_{s3} 及び I_{s4} は夫々、トランジスタ Q_{13} 、 Q_{14} の順方向飽和電流である。

【0021】ダイオード D_1 及び D_2 は同一仕様のダイオードであり、また、トランジスタ Q_{13} 及び Q_{14} は同一仕様のトランジスタとしてあるので、

$$V_{D1} = V_{D2}$$

$$I_{s1} = I_{s2}$$

$$I_{s3} = I_{s4}$$

である。これと上式(6)とから、

$$V_1 \ln(I_3/I_4) = V_1 \ln(I_6/I_5)$$

が得られ、従って、

$$I_3/I_4 = I_6/I_5 \quad \dots (7)$$

※

$$I_3 - I_4 = (I_3/I_4) \times (I_6 - I_5) \quad \dots (11)$$

となる。

【0023】抵抗 R_{E1} は、トランジスタ Q_{11} 、 Q_{12} のエミッタ抵抗より十分に大きいので、前段差動増幅部1の相互コンダクタンス g_m は、

$$g_m = 1/R_{E1} \quad \dots (12)$$

である。従って、前段差動増幅部1の出力差電流 $I_3 - I_4$ は

★

$$V_{out} = R_{L1} \cdot (I_3/I_4) \times (I_6 - I_5) \quad \dots (15)$$

が得られる。上式(15)に式(13)を代入すると、

$$V_{out} = (R_{L1}/R_{E1}) \times (I_2/I_1) \times V_{in} \quad \dots (16)$$

となる。従って、前段差動増幅部と後段差動増幅部の総☆

$$G_T = (R_{L1}/R_{E1}) \times (I_2/I_1) \quad \dots (17)$$

と得られる。

【0024】図2は、上記第一及び第二の所定電流 I_1 、 I_2 を与える定電流源を示す回路図である。この定電流源回路は、第一の電流 I_1 を規定する定電流源を構成するトランジスタ Q_2 及び抵抗 R_{E2} と、第一のカレントミラー回路 Q_{11} 、 Q_{12} を有しトランジスタ Q_{12} のベース電位をバンドギャップ電圧に規定するバンドギャップレギュレータ3と、バンドギャップレギュレータ3で得られた第二の電流 I_2 を伝達する第二のカレントミラー回路4及び第三のカレントミラー回路5とから構成される。なお、トランジスタ Q_{22} を含む回路は第一の定電

＊された後、後段増幅部2の差動対を構成するトランジスタ Q_{13} 、 Q_{14} のコレクタから差動出力信号 V_{out} として次段の回路に与えられる。

【0020】図1に示したように、ダイオード D_1 、 D_2 を夫々流れる電流を各々 I_3 、 I_4 、トランジスタ Q_{13} 、 Q_{14} のコレクタ電流を夫々 I_5 、 I_6 とする。また、ダイオード D_1 、 D_2 の順方向電圧降下を夫々 V_{D1} 、 V_{D2} とし、 V_1 をトランジスタのサマル電圧とすると、次式(5)及び(6)が成立する。

$$V_{D1} - V_{D2} = V_{BEQ14} - V_{BEQ13} \quad \dots (5)$$

これから、

※となる。

【0022】上式(7)から、

$$I_3/(I_3 + I_4) = 1/\{(I_3/I_4) + 1\}$$

$$= 1/\{(I_6/I_5) + 1\}$$

$$= I_5/(I_6 + I_5) \quad \dots (8)$$

が導き出される。更に、上式(8)より、

$$I_3/(I_3 + I_4) = I_5/(I_6 + I_5) \quad 20$$

$$I_3/2I_3 = I_5/2I_5$$

$$I_4 = (I_3/I_5) \times I_5 \quad \dots (9)$$

が得られ、同様にして、

$$I_5 = (I_3/I_4) \times I_4 \quad \dots (10)$$

が得られる。上式(9)、(10)から、

$$\star I_3 - I_4 = g_m \times V_{in}$$

$$= (1/R_{E1}) \times V_{in} \quad \dots (13)$$

となる。 $R_{L1} = R_{L2}$ であるから、後段差動増幅部2の出力電圧 V_{out} は、

$$V_{out} = R_{L2} (I_6 - I_5) \quad \dots (14)$$

式(14)に式(11)を代入して、

40 流源であり、同図では、この第一の定電流源と同様の構成を有する第二の定電流源は、その図示が省略されている。

【0025】バンドギャップレギュレータ3は、第一のカレントミラー回路を構成するPNPトランジスタ Q_{11} 及び Q_{12} と、このカレントミラー回路から相互に等しい電流 I_1 が供給されるNPNトランジスタ Q_{13} 及び Q_{14} と、トランジスタ Q_{13} 、 Q_{14} のコレクタを相互に結合するキャパシタ C_1 と、負帰還回路を構成してバンドギャップ電圧 V_{gs} を規定するNPNトランジスタ Q_{15} と、バンドギャップレギュレータ3の起動回路を構成するNP

Nトランジスタ Q_{10} 及び Q_{11} と、各抵抗 R_{e1} 、 R_{e2} 、 R_{e3} 、 R_{e4} 、 R_{e5} から構成される。トランジスタ Q_{17} とトランジスタ Q_{18} のエミッタ面積比は図示の如く $n:1$ としてある。

【0026】第二のカレントミラー回路4は、PNPトランジスタ Q_2 及び Q_{11} から構成され、トランジスタ Q_{10} のコレクタは前記トランジスタ Q_{11} のコレクタに接続される。トランジスタ Q_{11} のコレクタは第三のカレントミラー回路5の一方のトランジスタ Q_{12} に接続されて、*

$$V_1 \times \ln(I_1/I_2) = V_1 \times \ln(I_1/(nI_2)) + R_{e1} \times I_1$$

となる。これから、次のように I_1 が得られる。

$$I_1 = (V_1 \times \ln n) / R_{e1} \quad \dots (18)$$

【0028】抵抗 R_{e1} と R_{e2} とは、 $2R_{e1} = R_{e2}$ として定めてあるので、トランジスタ Q_{17} 及び Q_{18} のベース・エミッタ電圧の関係から、トランジスタ Q_{12} を流れる電流 I_{12} は、所定電流 I_1 である。

【0029】トランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} 及び Q_{12} のベースに供給される電圧は、トランジスタ Q_{11} からの負帰還により、バンドギャップ電圧 V_{be} となり、この電圧は個々のトランジスタに依存しない電圧であり、抵抗 R_{e1} 及び R_{e2} の選定に従い前述の如く温度に依存しない値とする※

$$G_T = (R_{e1}/R_{e2}) \times (R_{e1}/R_{e1}) \times V_{be} \times (1/\ln n) \times (1/V_1) \quad \dots (20)$$

となり、 $V_1 = kT/q$ であるから、

$$G_T = (R_{e1}/R_{e2}) \times (R_{e1}/R_{e1}) \times V_{be} \times (1/\ln n) \times (q/k) \cdot (1/T) \quad \dots (21)$$

が得られる。但し、 k はボルツマン定数、 q は電子の電荷量である。上式(21)から明らかなように、この実施例の差動増幅器の総利得 G_T は、絶対温度 T に反比例することが理解できる。

【0031】前記公報記載の差動増幅器では、後段の差動増幅部の所定電流 I_1 が、前述の如く、電流 I_1 と I_2 の和で得られたこと、 I_1 にはトランジスタのベース・エミッタ電圧 V_{be} の項が含まれおり、この電圧 V_{be} がトランジスタ毎にバラツキを有することから、絶対温度に正確に反比例する利得が得られなかった。しかし、上記実施例では、電流加算を使用しないこと、所定電流 I_1 にベース・エミッタ電圧 V_{be} の項が含まれないので、電流 I_1 は絶対温度及び各トランジスタの特性に依存しない一定の電流として得られる。

【0032】また、上記実施例では、電流源を構成するために必要な素子数が、上記公報記載の電流源回路の構成に比して簡素になる。例えば、図2及び図5を比較すると容易に理解できるように、前記公報記載の回路では、トランジスタの個数が12、抵抗の個数が8必要であったが、上記実施例の回路ではトランジスタの個数が8、抵抗の個数が11であり、トランジスタ個数の削減が可能であるため、回路構成が簡素化される。

【0033】なお、本発明の差動増幅器は、上記実施例の構成にのみ限定されるものではなく、上記実施例の構

*このトランジスタ Q_{12} の電流値を所定電流 I_1 に規定する。

【0027】図2において、トランジスタ Q_{17} 及び Q_{18} のベース・エミッタ電圧の関係から、双方のトランジスタ Q_{17} 、 Q_{18} を流れる電流 I_1 により次式が得られる。

$$V_{beQ17} = V_{beQ18} + R_{e1} \times I_1$$

また、双方のエミッタ面積比が $n:1$ であることから、上式は、

※ことができる。従って、トランジスタ Q_{17} 及び Q_{18} を流れる電流 I_2 は、このバンドギャップ電圧 V_{be} と抵抗 R_{e1} とにより、

$$I_2 = V_{be} / R_{e1} \quad \dots (19)$$

となり、温度に依存しない一定の電流である。所定電流 I_1 は、第二及び第三のカレントミラー回路4、5に伝達され、トランジスタ Q_{12} のコレクタ電流となって、図1の後段増幅部2の第二の所定電流 I_2 を規定する。

【0030】上式(18)、(19)を式(17)に代入すると、

成から種々の修正及び変形が可能である。

【0034】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の差動増幅器によると、トランジスタの種類に依存せず且つ正確な値の利得が得られるので、本発明は、絶対温度に正確に反比例する利得を持つ差動増幅器の製作を容易にした顕著な効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の差動増幅器の構成を示す回路図。

【図2】図1の差動増幅器の電流源の構成を示す回路図。

【図3】従来の差動増幅器の構成を示す回路図。

【図4】改良された従来の差動増幅器の構成を示す回路図。

【図5】図4の差動増幅器の電流源の構成を示す回路図。

【符号の説明】

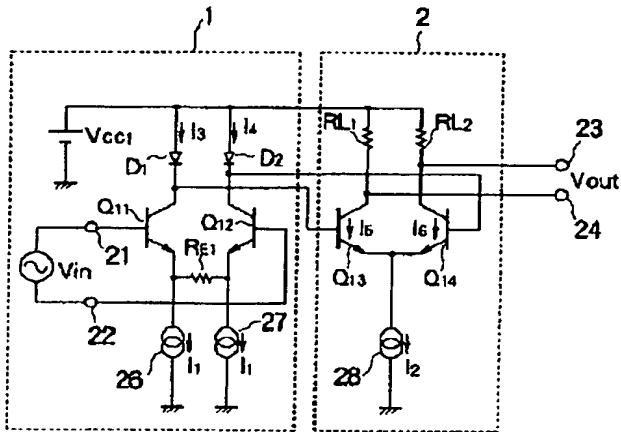
- 1 前段増幅部
- 2 後段増幅部
- 3 バンドギャップレギュレータ
- 4、5 カレントミラー回路
- 9a、9b、26～29 定電流源
- 50 $Q_1 \sim Q_{18}$ トランジスタ

11

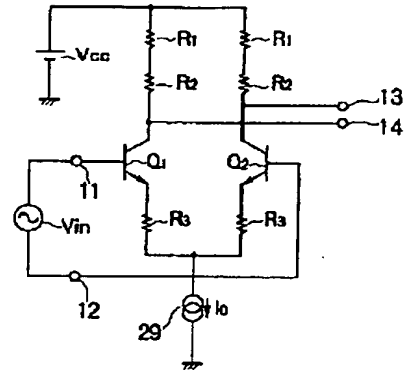
R, $R_1 \sim R_4$, R_{L1} , R_{L2} , $R_{E1} \sim R_7$, 抵抗* * C_1 キャパシタ

12

【図1】



【図3】



【図2】

